

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.191544

带指令滤波的直驱永磁风机自适应反推积分滑模控制

黄宵宁¹, 倪双飞¹, 杨成顺¹, 张东东¹, 戴宇辰²

(1. 南京工程学院电力工程学院, 江苏 南京 211167; 2. 武汉理工大学自动化学院, 湖北 武汉 430070)

摘要: 针对直驱式永磁同步风力发电系统最大功率跟踪问题, 提出一种带指令滤波的自适应反推积分滑模控制器。构造了直驱式永磁风力发电系统的非线性模型。基于反推法设计控制器, 并引入二阶滑模微分器充当指令滤波器, 避免传统反推控制中计算膨胀和控制器饱和问题, 并针对滤波误差设计补偿信号。考虑系统运行过程中参数的变化和系统未建模部分的影响, 引入投影自适应算法提高系统的动态性能, 并确保自适应估计值是有界的。同时为提高系统的鲁棒性, 引入积分滑模控制, 利用李雅普诺夫方法证明了系统的稳定性。仿真结果验证了所设计控制器的有效性。与传统PI控制、指令滤波反推控制器相比, 所设计控制器具有更好的响应速度和鲁棒性。

关键词: 永磁同步风力发电; 最大功率追踪; 反推控制; 指令滤波; 投影自适应算法; 积分滑模控制

Adaptive backstepping integral sliding mode control of a direct-drive permanent magnet wind generator with a command-filter

HUANG Xiaoning¹, NI Shuangfei¹, YANG Chengshun¹, ZHANG Dongdong¹, DAI Yuchen²

(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China;

2. School of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: To solve the maximum power tracking problem of a direct-drive permanent magnet synchronous wind power generation system, an adaptive backstepping integral sliding mode control with command-filter is designed. The non-linear model of the system is established. The controller is designed based on the back-stepping method and the second-order sliding mode differentiator is introduced as a command-filter to avoid the problem of differential expansion and controller saturation in the traditional back-stepping control. The compensation signal is designed for the filtering error. Considering the changes of system parameters and the influence of unmodeled parts of the system during operation, a projection adaptive algorithm is introduced to improve the dynamic performance of the system and ensure that the adaptive estimation is bounded. In order to improve the robustness of the system, integral sliding mode control is introduced. Finally, the stability of the system is proved by the Lyapunov method. The simulation results verify the validity of the designed controller. Compared with traditional PI control and command-filtered backstepping controller, the designed controller has faster response speed and better robustness.

This work is supported by Natural Science Foundation of Jiangsu Province (No. BK20181021) and Open Fund of Jiangsu Collaborative Innovation Center for Smart Distribution Network (No. XTCX201902).

Key words: permanent magnet synchronous generator; maximum power point tracking; backstepping control; command-filter; projection adaptive algorithm; integral sliding mode control

0 引言

由于化石燃料的不断消耗和造成的环境污染问

题, 可再生能源逐渐成为一种替代能源在全球范围内得到广泛的使用^[1-3]。其中风能转换系统为可再生能源提供了一种丰富的来源。采用直驱永磁同步发电机(Direct-driven Permanent Magnet Synchronous Generators, DPMSG)的风能转换系统, 取消了齿轮箱, 降低了维护成本, 提高了运行可靠性, 因此在整个风能领域特别是海上风电方面更具有优势^[4]。

基金项目: 江苏省自然科学基金项目资助(BK20181021); 江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心开放基金(XTCX201902)

DPMSG 为复杂的非线性强耦合系统, 同时伴随风速的随机性和不稳定性, 如何根据风速变化, 提高风能利用效率, 实现风能的最大功率跟踪(MPPT)逐渐成为目前研究的热点问题^[5-6]。但由于系统的非线性特征, 传统 PI 控制在保证系统动态性能和鲁棒性方面表现出明显的不足。

近年来, 一些先进控制技术, 包括模糊控制、神经网络控制、非线性控制、鲁棒控制等, 广泛应用于许多工程实践当中^[7], 相比于传统 PI 控制具有更好的控制效果。其中反推控制就是非线性控制的一种, 主要步骤是先将非线性系统分解成低于系统阶次的子系统, 为了控制系统的稳定性设计合适的虚拟控制量和李雅普诺夫函数, 通过递推的方法推导出最后的控制律, 并最终实现对整个系统的稳定性控制^[8-9]。文献[10]为实现永磁同步电动机转速的稳定跟踪, 设计反推控制器, 仿真结果表明相比于 PI 控制, 不仅响应速度更快, 并且在负载出现扰动时, 系统鲁棒性更好。但它没有考虑反推控制会出现计算膨胀问题和控制器饱和问题, 因此在部分文献中引入指令滤波器解决上述问题^[11-14]。文献[14]对孤岛分布式能源系统的输出电压进行控制, 在设计反推控制器时加入指令滤波器, 降低了计算量并解决了反推控制器饱和的问题。此外, 反推控制的控制效果依赖于系统建模的精确性, 同时考虑到风电系统运行过程中参数发生的微小变化, 引入自适应技术。文献[15]在对永磁同步电机进行反推控制时, 对定子电阻和负载转矩进行了自适应估计。仿真结果表明, 采用自适应方法对于定子电阻发生变化或出现负载扰动时具有良好的适应能力, 但是没有计及系统未建模部分的影响。滑模控制在处理非线性系统有较强的鲁棒性, 并且对于系统参数的扰动不灵敏, 被广泛应用于风电控制系统中^[16]。文献[17]设计了一种滑模自适应控制器, 对于 DPMSG 最大功率跟踪进行控制。该控制器在风速发生突变时, 转速跟踪性能更好, 抗干扰能力强。但滑模控制器的设计中采用了传统的 sign 符号函数, 并且没有考虑到滑模控制的抖振问题。文献[18]利用观测器的方法来抑制抖振问题, 观测器采用分段指数型函数代替传统的 sign 符号函数, 仿真和实验表明, 采用滑模观测器方法, 相比于传统滑模控制, 稳定性更好。

为实现额定风速以下, 风能的最大功率跟踪, 本文设计了一种带指令滤波的自适应反推积分滑模控制器(Adaptive Command-Filtered Backstepping

Integral Sliding Mode Control, ACB-ISMC)。本文所设计控制器主要创新点在于: 1) 考虑到风电系统实际运行中参数变化和系统未建模部分的影响, 在控制器的设计中引入自适应技术, 增加系统的抗干扰能力, 并采用投影算子保证自适应估计具有上下界。2) 使用二阶滑模微分器(Second-Order Sliding Mode Differentiator, SOSMD)代替文献[14]中传统指令滤波器, SOSMD 不仅具有传统指令滤波器的优点, 即避免传统反推控制器中对虚拟控制量直接求导, 解决了 DPMSG 系统在实际应用中控制器输入饱和的问题。同时 SOSMD 能够令指令滤波器的输出信号在有限时间内快速跟踪输入信号的变化。3) 为增强风速突变、参数扰动时的系统鲁棒性, 在控制器设计中引入积分滑模面, 并使用 sigmoid 函数代替符号函数。通过 Matlab/Simulink 进行系统建模并仿真, 验证了本文设计的 ACB-ISMC 控制器相比于 PI 控制和文献[14]中传统指令滤波反推控制(Command-Filtered Backstepping Control, CBC), 具有更好的 MPPT 控制跟踪效果。

1 DPMSG 系统动态模型

DPMSG 的基本结构如图 1 所示, 风力机在风速作用下, 将机械能经传动结构传递给发电机, 将产生的电能通过两个全功率变流器输送给交流电网。整个控制系统分为机侧控制与网侧控制, 本文研究的重点是机侧控制, 控制目标是实现额定风速以下的最大功率跟踪。

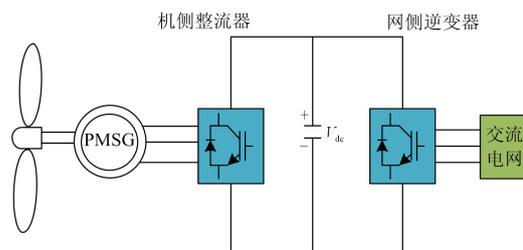


图 1 DPMSG 基本结构

Fig. 1 Structure of DPMSG

1.1 风力机动态特性

风力机捕获的风能可以表示为^[19]

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 v^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (1)$$

式中: ρ 为空气密度; r 为风机叶片半径; v 为风速; C_p 为风能利用系数, 是叶尖速比 λ 和桨距角 β 的函数。叶尖速比可表示为

$$\lambda = (\omega_m r / v) \quad (2)$$

式中, ω_m 为风机的机械角速度。

由式(1)、式(2)得风机的输出转矩为

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{\rho \pi r^5 C_p(\lambda, \beta) \omega_m^2}{2\lambda^3} \quad (3)$$

C_p 可以表示为

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-c_5/\lambda_i} + c_6 \lambda \quad (4)$$

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (5)$$

式中: $c_1=0.5176$; $c_2=116$; $c_3=0.4$; $c_4=5$; $c_5=21$; $c_6=0.0068$ 。根据式(4)、式(5)得风能利用系数曲线图如图2所示。随着 β 增大, C_p 会逐渐减小。桨距角 β 固定时, 存在最佳叶尖速比 λ_{nom} , 使 C_p 达到最大。

因此, 为捕获最大风能, 需控制发电机的转速, 使其与风速始终保持最佳叶尖速比的关系, 即 $\omega_{ref} = (\lambda_{nom}/r)v = K_{nom}v$, 其中 K_{nom} 为定值。

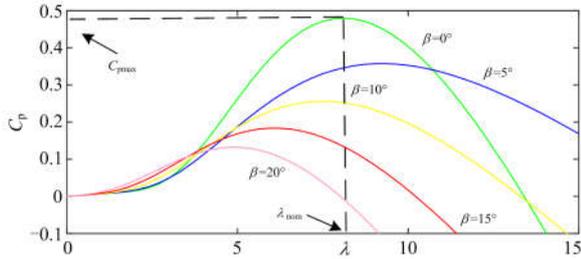


图2 $C_p(\lambda, \beta)$ 与 λ 关系图

Fig. 2 Relationship $C_p(\lambda, \beta)$ of and λ

1.2 永磁同步发电机模型

在 d, q 旋转坐标系下永磁同步发电机的数学模型为^[20]

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + p\omega_g \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - p\omega_g \frac{L_d}{L_q} i_d - p\omega_g \frac{\varphi_f}{L_q} + \frac{1}{L_q} u_q \end{cases} \quad (6)$$

式中: i_d 、 i_q 、 u_d 、 u_q 分别为定子电流、定子电压在 d 、 q 轴的分量; R_s 为定子电阻; L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴同步电感; p 为极对数; φ_f 为永磁体磁链; ω_g 为转子机械角速度。

对于隐极式永磁同步电机, $L_d=L_q=L_s$, 基于 $i_d=0$ 以实现磁链定向解耦控制, 则电磁转矩可以表示为

$$T_e = 1.5p\varphi_f i_q \quad (7)$$

在 DPSMG 系统中, 风力机和永磁同步发电机直接通过转轴连接, 发电机转速与风机转速相等, 即 $\omega_g=\omega_m$ 。DPMSG 系统传动结构模型为

$$\dot{\omega}_g = (T_m - T_e - B\omega_g)/J \quad (8)$$

式中: B 为摩擦系数; J 为系统的等效转动惯量; T_e 为发电机的电磁转矩。

式(6)、式(8)构成直驱式永磁同步风力发电系统的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_d + p\omega_g i_q + \frac{1}{L_s} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_q - p\omega_g i_d - p\omega_g \frac{\varphi_f}{L_s} + \frac{1}{L_s} u_q \\ \frac{d\omega_g}{dt} = \frac{1}{J} \left(T_m - \frac{3}{2} p\varphi_f i_q - B\omega_g \right) \end{cases} \quad (9)$$

2 带指令滤波的自适应反推积分滑模控制器设计

考虑到永磁同步发电机中电阻、电感的测量精度, 运行过程中参数微小变化, 以及系统未建模部分的影响, 引入自适应估计技术, 将式(9)改写为

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\mu_1 i_d + p\omega_g i_q + \mu_2 u_d + \theta_1 \\ \dot{i}_q = -\mu_1 i_q - p\omega_g i_d - p\omega_g \varphi_f \mu_2 + \mu_2 u_q + \theta_2 \\ \dot{\omega}_g = \frac{1}{J} \left(T_m - \frac{3}{2} p\varphi_f i_q - B\omega_g \right) + \theta_3 \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\mu_1 = R_s/L_s$; $\mu_2 = 1/L_s$; θ_1 、 θ_2 、 θ_3 代表系统未建模部分。

对于参数 $\mu_a (a=1,2)$ 、系统未建模部分 $\theta_b (b=1,2,3)$ 定义自适应估计误差为

$$\tilde{\mu}_a = \hat{\mu}_a - \mu_a \quad (11)$$

$$\tilde{\theta}_b = \hat{\theta}_b - \theta_b \quad (12)$$

式中, $\hat{\mu}_a$ 、 $\hat{\theta}_b$ 分别为 μ_a 、 θ_b 的自适应估计值。

定义发电机转速跟踪误差为

$$z_1 = \omega_g - \omega_{gref} \quad (13)$$

构造李雅普诺夫函数, 并求导

$$V_1 = (z_1^2/2) \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 = z_1 (\dot{\omega}_g - \dot{\omega}_{gref}) = \\ &= z_1 \left(\frac{1}{J} \left(T_m - \frac{3}{2} p\varphi_f i_q - B\omega_g \right) + \theta_3 - \dot{\omega}_{gref} \right) = \\ &= -k_1 z_1^2 + z_1 \left(\frac{1}{J} \left(T_m - \frac{3}{2} p\varphi_f i_q - B\omega_g \right) + \theta_3 - \dot{\omega}_{gref} + k_1 z_1 \right) \end{aligned} \quad (15)$$

式中, k_1 为大于零的常数。为稳定 V_1 , 根据李雅普诺夫渐进稳定性定理, 考虑到自适应估计的虚拟控制器为

$$\hat{i}_q^d = \frac{2}{3p\varphi_f} (T_m - B\omega_g - J\dot{\omega}_{\text{gref}} + J\hat{\theta}_3 + k_1 Jz) \quad (16)$$

SOSMD 可以表示为

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_1 = v_1 \\ v_1 = -\sigma_1 |\zeta_1 - \alpha_r|^{1/2} \text{sign}(\zeta_1 - \alpha_r) + \zeta_2 \\ \dot{\zeta}_2 = -\sigma_2 \text{sign}(\zeta_2 - v_1) \end{cases} \quad (17)$$

式中: α_r 为指令滤波器的输入信号, 即式(16)中的虚拟控制量 \hat{i}_q^d ; ζ_1 为指令滤波器的输出信号, 即 i_q^c ; v_1 为指令滤波器输出量的导数, 即 i_q^c 。文献[21]给出了 σ_1 、 σ_2 参数选取方法, 其中 σ_2 应首先确定。

指令滤波器输入与输出信号并不完全一样, 两者存在滤波误差, 设计滤波误差补偿信号 ε 为

$$\dot{\varepsilon} = -k_1 \varepsilon - \frac{3p\varphi_f}{2J} (i_q^c - \hat{i}_q^d) \quad (18)$$

重新定义转速跟踪误差:

$$\bar{z}_1 = z_1 - \varepsilon \quad (19)$$

为实现 d 、 q 轴电流跟踪, 定义电流跟踪误差为

$$z_2 = i_q - i_q^c \quad (20)$$

$$z_3 = i_d - i_d^d \quad (21)$$

式中: i_q^c 为经过 SOSMD 后的自适应反推控制虚拟控制器, 为 q 轴电流参考值; i_d^d 为 d 轴电流参考值, 基于定子 d 轴零电流控制, 即 $i_d^d = 0$ 。对式(19)求导, 并依据式(10)、式(12)、式(16)、式(18)、式(20)得

$$\begin{aligned} \dot{\bar{z}}_1 &= \dot{z}_1 - \dot{\varepsilon} = \frac{1}{J} \left(T_m - \frac{3}{2} p\varphi_f i_q - B\omega_g \right) + \theta_3 - \dot{\omega}_{\text{gref}} + \\ & k_1 \varepsilon + \frac{3p\varphi_f}{2J} (i_q^c - \hat{i}_q^d) = \frac{3p\varphi_f}{2J} (i_q^c - i_q) + \\ & \theta_3 - \dot{\omega}_{\text{gref}} + \frac{1}{J} (T_m - B\omega_g) + k_1 \varepsilon - \frac{3p\varphi_f}{2J} \cdot \\ & \frac{2}{3p\varphi_f} (T_m - B\omega_g - J\dot{\omega}_{\text{gref}} + J\hat{\theta}_3 + k_1 Jz) = \\ & -\frac{3p\varphi_f}{2J} z_2 - k_1 \bar{z}_1 - \tilde{\theta}_3 \end{aligned} \quad (22)$$

为增强系统鲁棒性, 定义 d 轴与 q 轴的积分滑模面为

$$S_q = z_2 + c_1 \int_0^t z_2 dt \quad (23)$$

$$S_d = z_3 + c_2 \int_0^t z_3 dt \quad (24)$$

式中, c_1 、 c_2 为积分滑模面参数。滑模趋近率为

$$\dot{S}_d = -k_2 S_d - k_3 \text{sig}(S_d) \quad (25)$$

$$\dot{S}_q = -k_4 S_q - k_5 \text{sig}(S_q) \quad (26)$$

式中, k_2 、 k_3 、 k_4 、 $k_5 > 0$ 为设计的控制器参数; 函数 $\text{sig}(\cdot)$ 为 Sigmoid 函数, 以此代替传统符号函数, 减弱滑模抖振现象^[22]。

$$\text{sig}(x) = \frac{2}{1 + \exp(-ax)} - 1 \quad (27)$$

其中, $a > 0$ 的常数, 其大小决定了 Sigmoid 函数的收敛速度。

结合式(10), 对式(25)、式(26)进行求导为

$$\begin{aligned} \dot{S}_q &= \dot{z}_2 + c_1 z_2 = -(\hat{\mu}_1 - \tilde{\mu}_1) i_q + u_q (\hat{\mu}_2 - \tilde{\mu}_2) - \\ & p\omega_g \varphi_f (\hat{\mu}_2 - \tilde{\mu}_2) - p\omega_g i_d + \\ & (\hat{\theta}_2 - \tilde{\theta}_2) - i_q^c + c_1 z_2 \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_d &= \dot{z}_3 + c_2 z_3 = -(\hat{\mu}_1 - \tilde{\mu}_1) i_d + u_d (\hat{\mu}_2 - \tilde{\mu}_2) + \\ & p\omega_g i_d + (\hat{\theta}_1 - \tilde{\theta}_1) + c_2 z_3 \end{aligned} \quad (29)$$

为稳定全系统, 再次选择李雅普诺夫函数:

$$V_2 = \frac{1}{2} \bar{z}_1^2 + \frac{1}{2} S_d^2 + \frac{1}{2} S_q^2 + \sum_{a=1}^2 \frac{\tilde{\mu}_a^2}{2\lambda_a} + \sum_{b=1}^3 \frac{\tilde{\theta}_b^2}{2r_b} \quad (30)$$

式中, $\lambda_a > 0$ 、 $r_b > 0$ 为自适应增益。结合式(28)、式(29)与式(22)、式(30)的导数可以计算为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \bar{z}_1 \dot{\bar{z}}_1 + S_d \dot{S}_d + S_q \dot{S}_q + \sum_{b=1}^3 \frac{\tilde{\theta}_b \dot{\tilde{\theta}}_b}{r_b} + \sum_{a=1}^2 \frac{\tilde{\mu}_a \dot{\tilde{\mu}}_a}{\lambda_a} = \\ & -k_1 \bar{z}_1^2 - \frac{3p\varphi_f}{2J} \bar{z}_1 z_2 - k_2 S_d^2 - k_4 S_q^2 - k_3 S_d \text{sig}(S_d) - \\ & k_5 S_q \text{sig}(S_q) + S_d (-\hat{\mu}_1 i_d + p\omega_g i_q + u_d \hat{\mu}_2 + \hat{\theta}_1 + \\ & k_3 \text{sig}(S_d) + k_2 S_d + c_2 z_3) + S_q (-\hat{\mu}_1 i_q - p\omega_g i_d - \\ & p\omega_g \varphi_f \hat{\mu}_2 + u_q \hat{\mu}_2 - i_q^c + \hat{\theta}_2 + k_4 S_q + k_5 \text{sig}(S_q)) + \\ & (\tilde{\theta}_3/r_3) (\dot{\tilde{\theta}}_3 - r_3 \bar{z}_1) + (\tilde{\theta}_1/r_1) (\dot{\tilde{\theta}}_1 - r_1 S_d) + \\ & (\tilde{\theta}_2/r_2) (\dot{\tilde{\theta}}_2 - r_2 S_q) + (\tilde{\mu}_1/\lambda_1) (\dot{\tilde{\mu}}_1 + \lambda_1 (S_q i_q + S_d i_d)) + \\ & (\tilde{\mu}_2/\lambda_2) (\dot{\tilde{\mu}}_2 - \lambda_2 (S_q u_q - S_q p\omega_g \varphi_f + u_d S_d)) \end{aligned} \quad (31)$$

式中, k_2 、 k_3 、 k_4 、 $k_5 > 0$ 为设计的控制器参数。

依据式(31)和李雅普诺夫稳定性定理, d 轴和 q 轴控制器分别设计为

$$\begin{aligned} u_q &= \frac{1}{\hat{\mu}_2} (\hat{\mu}_1 i_q + p\omega_g i_d + p\omega_g \varphi_f \hat{\mu}_2 + i_q^c - \hat{\theta}_2 - k_4 S_q - \\ & k_5 \text{sig}(S_q) - c_1 z_2) \end{aligned} \quad (32)$$

$$u_d = \frac{1}{\hat{\mu}_2} \left(\hat{\mu}_1 i_d - p\omega_g i_q - \hat{\theta}_1 - k_3 \text{sig}(S_d) - k_2 S_d - c_2 z_3 \right) \quad (33)$$

参数及模型自适应律设计为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}}_1 = r_1 \text{Proj}(\hat{\theta}_1, S_d - m_1 \hat{\theta}_1) \\ \dot{\hat{\theta}}_2 = r_2 \text{Proj}(\hat{\theta}_2, S_q - m_2 \hat{\theta}_2) \\ \dot{\hat{\theta}}_3 = r_3 \text{Proj}(\hat{\theta}_3, \bar{z}_1 - m_3 \hat{\theta}_3) \\ \dot{\hat{\mu}}_1 = \lambda_1 \text{Proj}(\hat{\mu}_1, -S_q i_q - S_d i_d - n_1 \hat{\mu}_1) \\ \dot{\hat{\mu}}_2 = \lambda_2 \text{Proj}(\hat{\mu}_2, S_q (u_q - p\omega_g \varphi_r) + S_d u_d - n_2 \hat{\mu}_2) \end{cases} \quad (34)$$

式中: $m_a > 0, n_b > 0 (a=1,2,3; b=1,2)$ 为自适应学习

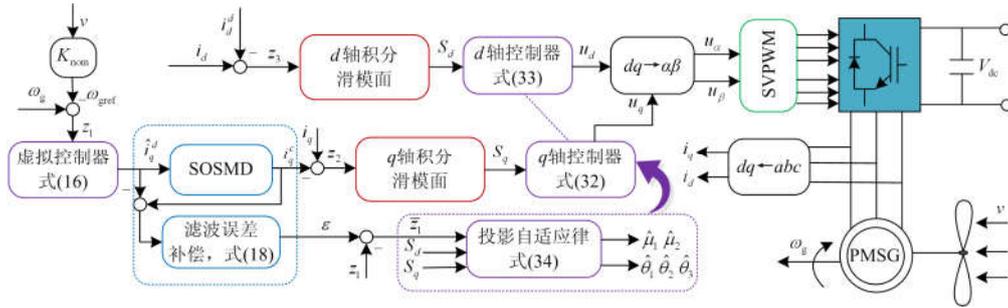


图3 指令滤波自适应反推积分滑模控制器结构

Fig. 3 Structure of ACB-ISMC

定义 $0 < \gamma < 1$, 式(35)中 $-k_1 \bar{z}_1^2 - \frac{3p\varphi_r}{2J} \bar{z}_1 z_2$ 项存在

如下不等式关系:

$$\begin{aligned} -k_1 \bar{z}_1^2 - \frac{3p\varphi_r}{2J} \bar{z}_1 z_2 &\leq -k_1 (1-\gamma) \bar{z}_1^2 - \\ &k_1 \gamma |\bar{z}_1|^2 + \frac{3p\varphi_r}{2J} |\bar{z}_1| |z_2| \end{aligned} \quad (36)$$

若使式(36)中 $\frac{3p\varphi_r}{2J} |\bar{z}_1| |z_2| - k_1 \gamma |\bar{z}_1|^2 \leq 0$, 即

$|\bar{z}_1| \geq \frac{3p\varphi_r |z_2|}{2k_1 \gamma J}$, 则可以得到

$$-k_1 \bar{z}_1^2 - \frac{3p\varphi_r}{2J} \bar{z}_1 z_2 \leq -k_1 (1-\gamma) \bar{z}_1^2 \quad (37)$$

此外, 由 Sigmoid 函数定义可知, $k_3 S_d \text{sig}(S_d) \geq 0$, $k_5 S_q \text{sig}(S_q) \geq 0$. 因此结合上述结论, \dot{V}_2 存在如下不等式关系:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -k_1 (1-\gamma) \bar{z}_1^2 - k_2 S_d^2 - k_4 S_q^2 - \\ &\sum_{b=1}^3 m_b \frac{\tilde{\theta}_b \hat{\theta}_b}{r_b} - \sum_{a=1}^2 n_a \frac{\tilde{\mu}_a \hat{\mu}_a}{\lambda_a} \end{aligned} \quad (38)$$

根据杨氏不等式^[24], 可以得到如下关系:

$$-\tilde{\theta}_b \hat{\theta}_b \leq -\frac{\tilde{\theta}_b^2}{2} + \frac{\theta_b^2}{2} \quad (b=1,2,3) \quad (39)$$

律; $\text{Proj}(\cdot)$ 为投影算子^[23], 目的是保证自适应估计值有界性。图3为基于指令滤波自适应反推积分滑模控制器结构图。

3 稳定性分析与证明

基于 Lyapunov 理论对系统的稳定性进行分析。将式(32)、式(33)和式(34)代入式(31)中, 并利用文献^[23]中投影算子的性质得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -k_1 \bar{z}_1^2 - \frac{3p\varphi_r}{2J} \bar{z}_1 z_2 - k_2 S_d^2 - k_3 S_d \text{sig}(S_d) - \\ &k_4 S_q^2 - k_5 S_q \text{sig}(S_q) - \sum_{b=1}^3 m_b \frac{\tilde{\theta}_b \hat{\theta}_b}{r_b} - \sum_{a=1}^2 n_a \frac{\tilde{\mu}_a \hat{\mu}_a}{\lambda_a} \end{aligned} \quad (35)$$

$$-\tilde{\mu}_a \hat{\mu}_a \leq -\frac{\tilde{\mu}_a^2}{2} + \frac{\mu_a^2}{2} \quad (a=1,2) \quad (40)$$

将式(39)、式(40)代入式(38)中得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 (1-\gamma) \bar{z}_1^2 - k_2 S_d^2 - k_4 S_q^2 - \\ &\sum_{a=1}^2 \left(\frac{n_a \tilde{\mu}_a^2}{2\lambda_a} - \frac{n_a \mu_a^2}{2\lambda_a} \right) - \sum_{b=1}^3 \left(\frac{m_b \tilde{\theta}_b^2}{2r_b} - \frac{m_b \theta_b^2}{2r_b} \right) \leq -\kappa V_2 + \xi \end{aligned} \quad (41)$$

其中 κ 和 ξ 要满足式(42)。

$$\begin{cases} \kappa = \min \{ 2k_1 (1-\gamma), 2k_2, 2k_4, m_b, n_a \} \\ \xi = \sum_{b=1}^3 \frac{m_b \theta_b^2}{2r_b} + \sum_{a=1}^2 \frac{n_a \mu_a^2}{2\lambda_a} \end{cases} \quad (42)$$

进一步可得, 对于 $\forall t \geq t_0$

$$V_2(t) \leq \left(V_2(t_0) - \frac{\xi}{\kappa} \right) e^{-\kappa(t-t_0)} + \frac{\xi}{\kappa} \leq V_2(t_0) + \frac{\xi}{\kappa}, \quad \forall t \geq t_0 \quad (43)$$

综上所述, 系统是有界稳定的。

4 仿真分析

使用 Matlab/Simulink 构建 DPMSG 系统模型, 利用本文所设计的控制器实现风能最大功率跟踪,

并与 PI 控制和文献[14]中 CBC 进行对比。风力机和永磁同步发电机的参数如表 1、表 2 所示。

表 1 风机参数

Table 1 Turbine parameters

描述	参数	数值
空气密度	ρ	1.225 kg/m ³
叶片半径	r	10 m
额定风速	v	15 m/s
最大风能利用系数	C_p	0.48
最佳叶尖速比	λ	8.1

表 2 永磁同步发电机参数

Table 2 PMSG parameters

描述	参数	数值
定子电阻	R_s	0.05 Ω
定子电感	L_s	0.000 635 H
极对数	p	10
转动惯量	J	5 kg·m ²
永磁体磁链	φ_r	1.92 Wb
阻尼系数	B	0.001 889 Nm·s/rad

本文所设计的 ACB-ISMIC 控制器参数选取步骤如下: 1) 将自适应增益 $\lambda_a(a=1,2)$ 、 $r_b(b=1,2,3)$ 设置为零, 先选择较为准确的参数估计值代入, 由于调整转速外环的控制器参数较为灵敏, 应先调整 k_1 参数, 再调整电流内环参数 k_2 、 k_3 、 k_4 、 k_5 , 实现风能的最大功率跟踪。2) 自适应增益设置越大, 参数自适应估计收敛速度越快, 但是参数自适应增益过大会出现较大的超调量, 在调整好 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4 、 k_5 情况下将自适应增益由小到大进行调节, 选取合适的自适应增益。3) 自适应学习率 $m_i(i=1,2,3)$ 、 $n_c(c=1,2)$ 选取在 0.001~1 之间, 学习率越大, 参数自适应估计收敛越快, 但学习率选取过大会造成参数自适应的不稳定。根据以上步骤, 本文设计控制器的整定参数如表 3 所示。CBC 控制器各环参数与 ACB-ISMIC 选取一致, PI 控制参数采用试凑法选取。

表 3 控制器整定参数

Table 3 Controller parameters

参数	数值
k_1, k_2, k_3, k_4, k_5	100, 100, 100, 200, 150
$r_1, r_2, r_3, \lambda_1, \lambda_2$	1 000, 100, 1 000, 0.1, 10
m_1, m_2, m_3, n_1, n_2	1, 1, 0.1, 0.001, 0.001
$c_1, c_2, a, \sigma_1, \sigma_2$	1.2, 1.2, 5, 15 000, 200

仿真持续 8 s, 风力机输入的风速如图 4 所示。初始风速为 8 m/s, 在 2~3 s 模拟风速渐变过程, 3~4 s 内风速稳定在 12 m/s。t=4 s 时风速上升阶跃到 14 m/s, t=6 s 时风速突变至 10 m/s。为进一步验证

模型参数发生变化时(比如电阻、电感)所设计控制器的鲁棒性, 在 6.5~7.5 s 内, 定子电阻从 0.05 Ω 增大到 0.051 Ω , 定子电感从 0.000 635 H 减小到 0.000 63 H。

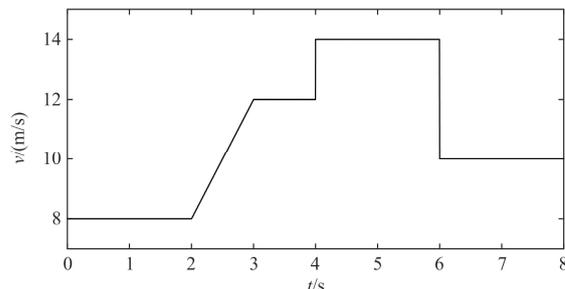


图 4 风速波形

Fig. 4 Wind speed waveform

图 5、图 6 和图 7 分别表示发电机转速跟踪曲线、风能系数 C_p 响应曲线和最大风能跟踪曲线图。如图 5 所示, 对比文献[9]中传统 PI 控制方法和文献[14]中 CBC 控制, 在输入风速的初始时刻, ABC-ISMIC 具有更快的响应速度。并且在风速阶跃变化时, PI 控制会出现超调现象和一定的调节过渡时间, 从而影响最大风能跟踪精度。而 ABC-ISMIC 能够实现快速无超调的跟踪, 弥补了传统 PI 控制在系统动态性能方面的不足, 有效地提高了系统的抗干扰能力。由图 6 可知, 风速斜坡或者阶跃变化时, 本文设计的控制器都能使风能利用系数稳定在最大值 0.48, 同时在风速突变的情况下, 收敛时间明显短于 PI 控制和 CBC, 风能利用系数的误差也更小。如图 7 所示, 本文设计的控制器实现了风能最大功率跟踪, 并且追踪速度快于 PI 和 CBC 控制。

CBC 控制是基于模型的控制, 控制效果依赖于建模的精度, 因此在系统参数发生变化时, CBC 控制出现了较大的偏差。图 8 为 ABC-ISMIC 控制中参数自适应估计曲线图。如图 8 所示, 参数自适应曲线

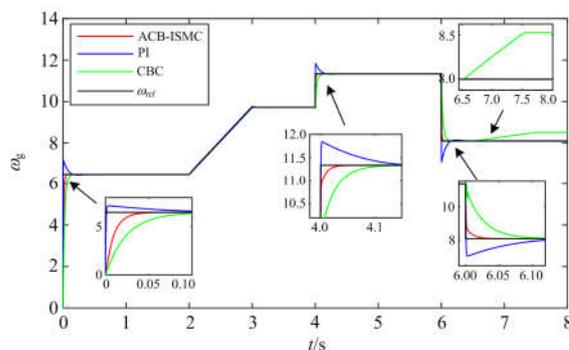


图 5 风力发电机转速跟踪曲线

Fig. 5 Tracking curve of wind turbine speed

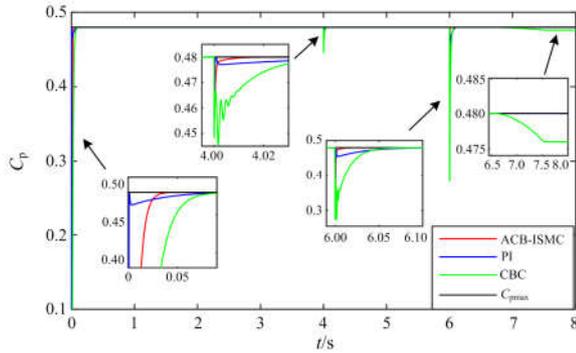


图 6 风能系数 C_p 响应曲线

Fig. 6 Response curve of wind energy coefficient C_p

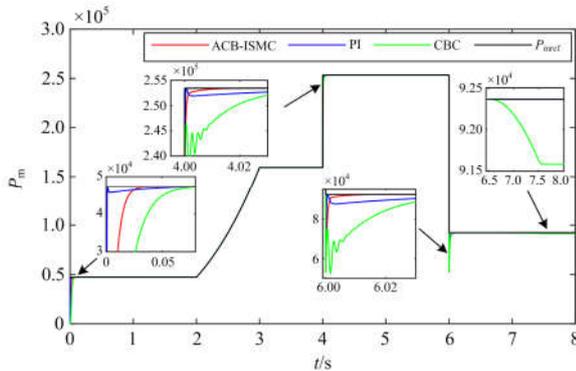
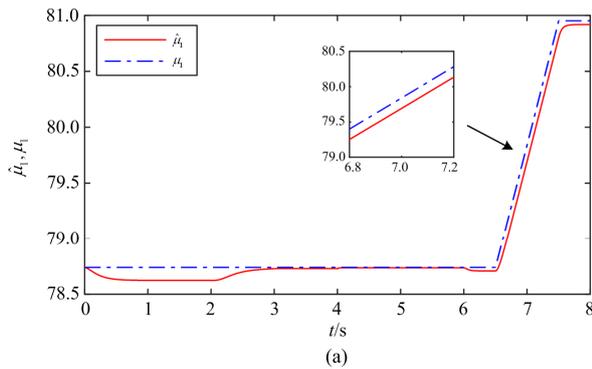
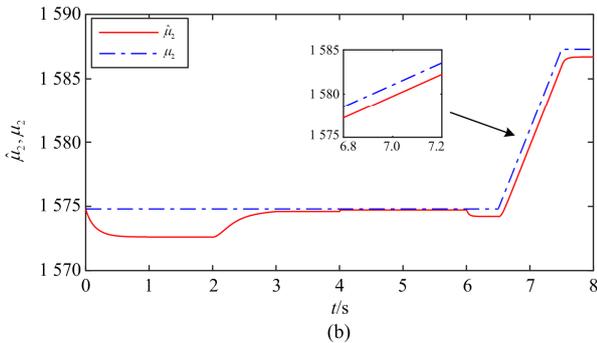


图 7 最大功率跟踪曲线

Fig. 7 Maximum power point tracking curve



(a)

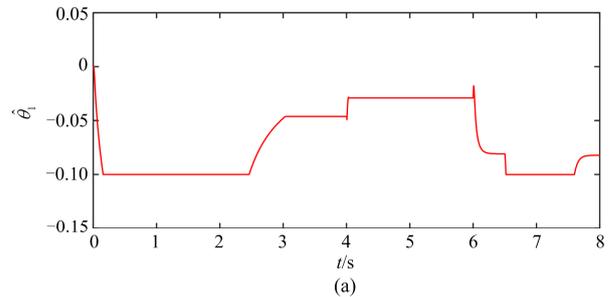


(b)

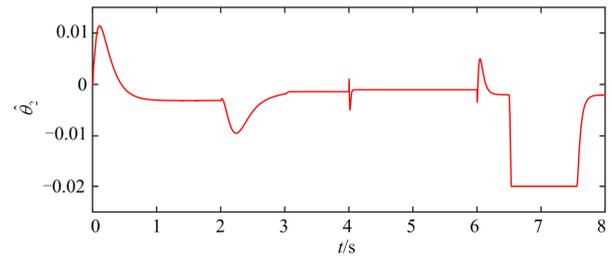
图 8 参数自适应曲线

Fig. 8 Parametric adaptive curve

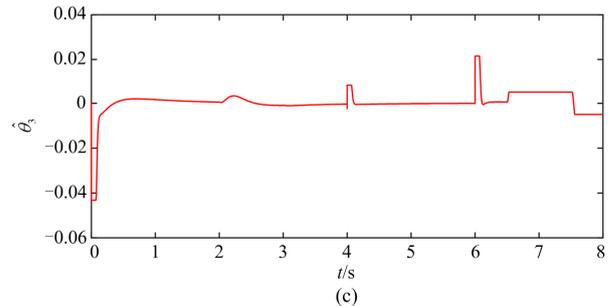
可以根据系统运行状态在真实值附近波动，并且呈现收敛的趋势。因此本文设计的控制方法在永磁同步电机参数无法获得或者无法精确获取时，具有很好的应用价值。并且当电机参数发生变化时，参数自适应估计器可以快速准确地跟踪定子电阻和电感的真实值。图 9 为系统未建模部分自适应估计曲线图，与 CBC 策略相比，ABC-ISM 策略对系统未建模部分自适应估计可以补偿系统的动态变化，配合参数自适应提高系统的动态性能和抗干扰能力。



(a)



(b)



(c)

图 9 未建模部分自适应曲线

Fig. 9 Unmodeled partial adaptive curve

图 10 表示 SOSMD 指令滤波器输入信号 \hat{i}_q^d 和输出信号 i_q^c 的曲线。通过调整 σ_1 、 σ_2 的值，滤波器的输出信号能够追踪输入信号的变化。在风速发生阶跃变化时，输入信号会出现一个较大的超调，经过 SOSMD 会使这个超调明显减小，有效地解决控制器计算膨胀问题。图 11 为文献[14]中指令滤波器的输入和输出信号。对比可知本文设计的 SOSMD 指令滤波器相比于传统的指令滤波器信号追踪速度更快，误差也更小。

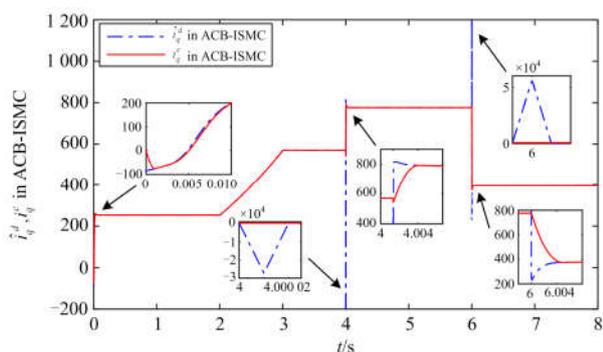


图 10 SOSMD 输入输出信号

Fig. 10 Input-output signal of SOSMD

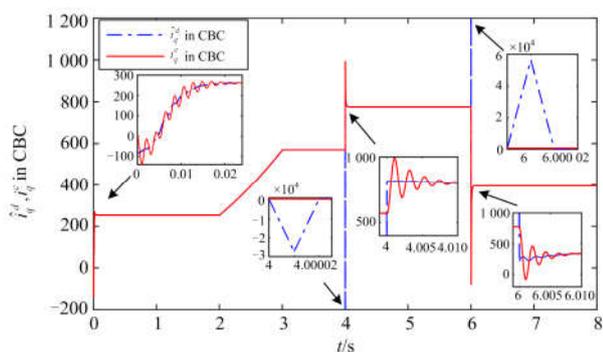


图 11 文献[14]中指令滤波器输入输出信号

Fig. 11 Input-output signal of command-filter in [14]

5 结论

本文对直驱式永磁同步风力发电系统最大功率跟踪问题进行了研究,设计了一种带指令滤波的自适应反推积分滑模控制器。采用投影自适应算法,对永磁同步发电机定子电阻和定子电感参数及未建模部分进行了自适应估计,使控制器更加符合工程实际应用。使用 SOSMD 作为指令滤波器有效避免了反推设计中的计算膨胀问题。为进一步增强系统鲁棒性,引入积分滑模控制。仿真研究表明,本文设计的控制器实现了风能最大功率的快速稳定跟踪。在发电机转速跟踪方面优于 PI 控制器,尤其在风速突变时,收敛速度快,无超调,相比于指令滤波反推控制器调节时间更短,在电机参数发生变化时,系统鲁棒性更好。

参考文献

[1] 方云熠, 曾喆昭, 刘晴, 等. 永磁直驱风力发电系统最大功率跟踪非线性抗扰控制[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(5): 145-151.
FANG Yunyi, ZENG Zhezha, LIU Qing, et al. Maximum power point tracking with nonlinear disturbance rejection

control for DPMSG wind power generation system[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(5): 145-151.

[2] TAO Renfeng, LI Fengting, CHEN Weiwei, et al. Research on the protection coordination of permanent magnet synchronous generator based wind farms with low voltage ride through capability[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2017, 2(3): 311-319. DOI: 10.1186/s41601-017-0050-4.

[3] WANG Jie, BO Didi, MA Xiao, et al. Adaptive backstepping control for a permanent magnet synchronous generator wind energy conversion system[J]. International Journal of Hydrogen Energy, 2019, 44(5): 3240-3249.

[4] MOZAYAN S M, SAAD M, VAHEDI H, et al. Sliding mode control of PMSG wind turbine based on enhanced exponential reaching law[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6148-6159.

[5] 邓小文, 潘巧波, 高庆水. 永磁直驱机组叶轮质量不平衡故障建模及仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(4): 35-40.
DENG Xiaowen, PAN Qiaobo, GAO Qingshui. Research on the modeling and simulation of permanent magnet direct-driven wind turbine rotor imbalance fault[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(4): 35-40.

[6] 周士琼, 王倩, 陈隆, 等. 永磁直驱风力发电系统的低电压穿越控制策略[J]. 电测与仪表, 2016, 53(16): 50-55.
ZHOU Shiqiong, WANG Qian, CHEN Long, et al. Low voltage ride through control strategy for permanent magnet direct-drive wind power generation system[J]. Electrical Measurement & Instrument, 2016, 53(16): 50-55.

[7] XU Dezhi, DAI Yuchen, YANG Chengshun, et al. Adaptive fuzzy sliding mode command-filtered backstepping control for islanded PV microgrid with energy storage system[J]. Journal of the Franklin Institute, 2019, 356(4): 1880-1898.

[8] 游国栋, 李继生, 侯勇, 等. 单相光伏并网逆变器的反步滑模控制策略[J]. 电网技术, 2015, 39(4): 916-923.
YOU Guodong, LI Jisheng, HOU Yong, et al. A backstepping sliding mode control strategy for single-phase photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power System Technology, 2015, 39(4): 916-923.

[9] 吴爱华, 赵不贿, 茅靖峰, 等. 基于转矩观测器的垂直轴风力发电最大功率跟踪反演控制[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(2): 7-13.
WU Aihua, ZHAO Buhui, MAO Jingfeng, et al. Backstepping control for vertical axis wind power generation system maximum power point tracking based on torque

- observer[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(2): 7-13.
- [10] 王文杰, 胡建辉, 邹继明, 等. 永磁同步电动机速度反步控制策略[J]. 微电机, 2016, 49(7): 50-52.
WANG Wenjie, HU Jianhui, ZOU Jiming, et al. Backstepping control strategy of speed for permanent magnet synchronous motors[J]. Micromotors, 2016, 49(7): 50-52.
- [11] DONG W, FARRELL J A, POLYCARPOU M M, et al. Command filtered adaptive backstepping[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2012, 20(3): 566-580.
- [12] PAN Yongping, WANG Huiming, LI Xiang, et al. Adaptive command-filtered backstepping control of robot arms with compliant actuators[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018, 26(3): 1149-1156.
- [13] YU Jinpeng, SHI Peng, DONG Wenjie, et al. Adaptive fuzzy control of nonlinear systems with unknown dead zones based on command filtering[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2018, 26(1): 46-55.
- [14] 戴宇辰, 许德智, 杨中亚, 等. 带有指令滤波的孤岛分布式能源系统反步控制[J]. 济南大学学报: 自然科学版, 2018, 32(5): 377-383, 393.
DAI Yuchen, XU Dezhi, YANG Zhongya, et al. Backstepping control for islanded distributed energy resource system with command filter[J]. Journal of University of Jinan: Science and Technology, 2018, 32(5): 377-383, 393.
- [15] 张兴华, 唐其太. 考虑参数和负载不确定性的内置式永磁同步电机自适应反步控制[J]. 控制与决策, 2016, 31(8): 1509-1512.
ZHANG Xinghua, TANG Qitai. Adaptive backstepping control of interior permanent magnet synchronous motors considering parameter and load uncertainties[J]. Control and Decision, 2016, 31(8): 1509-1512.
- [16] LEE S W, CHUN K H. Adaptive sliding mode control for PMSG wind turbine systems[J]. Energies, 2019, 12(4): 595.
- [17] 张开明, 史宏俊, 郭涛. 采用滑模自适应控制的永磁同步风力发电系统最大功率控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019, 31(7): 143-150.
ZHANG Kaiming, SHI Hongjun, GUO Tao. PMSG maximum power control based on sliding mode adaptive control[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2019, 31(7): 143-150.
- [18] 张立伟, 李行, 宋佩佩, 等. 基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增刊 1): 70-78.
ZHANG Liwei, LI Hang, SONG Peipei, et al. Sensorless vector control using a new sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor speed control system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 70-78.
- [19] 陈集思, 杨俊华, 侯祖锋, 等. 无刷双馈风力发电系统变阻尼无源性控制[J]. 电测与仪表, 2016, 53(21): 41-47.
CHEN Jisi, YANG Junhua, HOU Zufeng, et al. Passivity-based control of brushless doubly-fed wind power generation system with flexible damping[J]. Electrical Measurement & Instrument, 2016, 53(21): 41-47.
- [20] 方云熠, 曾喆昭, 王可煜, 等. 永磁直驱风力发电系统最大功率跟踪改进型积分滑模控制[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(13): 77-83.
FANG Yunyi, ZENG Zhezha, WANG Keyu, et al. MPPT control with improved integral SMC for D-PMSG wind power generation system[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(13): 77-83.
- [21] LEVANT A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control[J]. International Journal of Control, 2003, 76(9-10): 924-941.
- [22] KIM J, SON J, LEE J A. high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industry Electronic, 2011, 58(9): 4069-4077.
- [23] XU Dezhi, HUANG Jie, SU Xiaojie, et al. Adaptive command-filtered fuzzy backstepping control for linear induction motor with unknown end effect[J]. Information Science, 2019, 447: 118-131.
- [24] ZHU Yukai, QIAO Jianzhong, GUO Lei, et al. Adaptive sliding mode disturbance observer-based composite control with prescribed performance of space manipulators for target capturing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 1973-1983.

收稿日期: 2019-12-14; 修回日期: 2020-02-16

作者简介:

黄宵宁(1972—), 男, 硕士, 教授, 研究方向为电力系统运行与控制、输配电装备与电网安全; E-mail: njitdyc@126.com

倪双飞(1996—), 男, 硕士生, 研究方向为电力系统运行与控制。E-mail: 1368355308@qq.com

(编辑 魏小丽)